

# 초고속 전동기 속도제어를 위한 개선된 비간섭 피드-포워드 제어기 설계 및 해석

## Design and Analysis of an Improved Decoupling Feedforward Controller for Speed Control of SynRM

오성업\*, 김인수\*, 성세진\*, 최재동\*\*

(Sung Up Oh, In Soo Kim, Se Jin Seong, Jae Dong Choi)

\* 충남대학교 전기정보통신공학부(전화:(042)821-7603, 팩스:(042)823-3178, E-mail : suoh@hanbat.cnu.ac.kr)

\*\* 항공우주연구원 통신위성체계그룹(전화:(042)860-2498, 팩스:(042)860-2007, E-mail : jdchoi@kari.re.kr)

**Abstract :** In this study, a controller which has a feedforward controller and two additional PI integrators was designed. But if a controller is used by only the integration of a feedforward controller and two additional PI integrators, the capability of a controller will decrease because the decoupling terms of current is feedback as the disturbance. Therefore the feedforward method with the decoupling compensation was proposed. The two additional PI integrators were replaced by two decoupling terms to simplify the calculation. The simulation and experimental using SynRM driving system were performed to verify the design of a improved decoupling feedforward controller.

**Keywords :** Decoupling Feedforward Controller, PI integrator, SynRM

### 1. 서론

최근 소형·경량화를 추구하고, 고속운전에서 유도 기의 단점을 보완할 수 있는 릴럭턴스 전동기가 제안되고 있다. 릴럭턴스 전동기 (SynRM : Synchronous Reluctance Motor) 는 회전자의 구조가 단순하고 견고하며 회전자에서 발열이 적을뿐만아니라 고속운전 전동기로 적합하여 이에 대한 연구가 활발하게 이루어지고 있다. 그러나 릴럭턴스 전동기는 동기전동기와 같이 회전자에 계자권선이 없기 때문에 여자전류를 고정자 권선에 공급해주므로 1차 전류가 비교적 크고 역률이 낮다는 단점도 있다. 따라서 전동기의 속도를 고효율로 제어하기 위한 제어기 보상방식이 요구되어진다.

SynRM의 속도제어를 위해 사용되는 보상은 직렬 보상기, 피드백 보상기 및 피드-포워드 보상기의 3가지 방식으로 분류할 수 있다. 지금까지의 제어기의 대부분은 직렬보상기의 영역에서 다루어져 왔다. 즉, SynRM에서 수행된 모든 히스테리시스 및 램프 보상 방식은 제어된 전류 혹은 전압의 오차량과 PWM 인버터를 나타내는 증폭기의 출력사이에 위치한 직렬 보상기에 의존하여왔다[1]. 이런 직렬 보상기에서 실제적인 크기를 무시할 때 PWM 인버터는 이상적인 단위이득으로 고려될 수 있다[1-2].

피드-포워드 방식의 경우, 기기의 모든 파라미터들을 알고 있을 때, 기본적으로 전동기 전달함수의 정확한 역함수인 피드-포워드 보상기를 이용함으로써 전동기 전류의 어떤 제한 없이도 고정자 전류의 제어가 가능해진다. 피드-포워드 보상방식은 제어량이 측정되지 않거나 혹은 입력으로 되돌아가기 때문에 개루프 제어의 형태를 갖는다[3-4]. 이러한 접근은 그 자체 만으로

는 고성능 제어기의 기능을 발휘할 수 없어, 고성능 제어기로 설계하기 위해서는 계산된 전류가 직렬 보상기와 결합하여 사용해야 제어기의 효율을 강화 할 수 있다[5].

본 논문에서는 피드-포워드 보상기와 PI 직렬보상 시스템의 결합을 통해 제어시스템의 신뢰성을 강화하였다. 요구되는 전압의 잔여량은 직렬보상기에 의해 제공되며 피드-포워드 보상은 단지 전압명령 신호의 대략적인 계산만을 제공한다. 전압명령의 주요 부분은 피드-포워드 보상기에 의해 제공되고, 직렬보상기는 고속회전에는 요구되지 않으므로 직렬 보상기에서의 잉여이득을 활용하였다. 이 잉여이득이 제어기 자체의 보상효과를 강화하므로 회로가 램덤 오차와 삼입된 노이즈에 훨씬 강인하게 되어 정확도뿐만 아니라 전체 제어시스템의 신뢰성이 증가하게 된다. 그러나 단순히 피드-포워드 보상기와 PI 직렬 보상기의 결합만으로는 전류의 간섭성분이 외란이 되어 제어성능을 악화시킬 수 있으므로 간섭성분 보상기능을 갖는 피드-포워드 보상방식을 SynRM 속도 제어에 적용하여 제어특성을 고찰하였다. 또한 수학적 모델링을 토대로 한 개선된 PI 비간섭 제어기를 적용한 시뮬레이션 및 실험을 통해 본 논문에서 제안한 개선된 PI 비간섭 제어기가 일반 PI 제어기에 비해 우수함을 제시하였다.

### II. 비간섭 제어를 갖는 피드-포워드 제어기 설계

간섭보상 기능을 갖는 피드-포워드 보상방식은 교차간섭된 제어기와 피드-포워드 접근방식의 이득을 결합한 방식으로 벡터제어 이론 적용시 기존 직렬보상기의 PI 적분기를 포함한다. 벡터제어를 적용하는 고속

SynRM 속도제어에 있어서, 전류  $i_{ds}$ 와  $i_{qs}$  성분의 간섭은 동기 좌표계에서 간섭항이 외란으로 시스템에 영향을 주며, 속도 증가에 따라 더욱 큰 영향을 미치므로 단순히 전류를 피드백하여 제어하는 경우에는 간섭성분이 외란이 되어 제어성능을 악화시킨다[1,2]. 따라서, 외란의 영향을 최소화하기 위해 사용되는 비간섭 전류제어방식의 적용이 필요하다.

고속구동 시 SynRM 제어시스템의 안정화 정도를 확인하기 위해 SynRM에 벡터제어 이론을 적용 하면,  $d-q$  좌표축으로 표현되는 철손을 고려한 미분 연산자 전류 벡터방정식은 식(1)과 같다.

$$p \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = -\frac{1}{L' + \left(\frac{R_m}{\omega_r}\right)^2} \begin{bmatrix} R' L_{qs} - L_{ds} R_m & -\omega_r L_{qs}^2 - \frac{R' R_m}{\omega_r} \\ \omega_r L_{ds}^2 + \frac{R' R_m}{\omega_r} & R' L_{ds} + L_{qs} R_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{ds} L_{qs} + \left(\frac{R_m}{\omega_r}\right)^2} \begin{bmatrix} L_{qs} & -\frac{R_m}{\omega_r} \\ \frac{R_m}{\omega_r} & L_{ds} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$R' = R_s + R_m, \quad L' = L_{ds} + L_{qs}, \quad A = 1 / \left( L' + \left( \frac{R_m}{\omega_r} \right)^2 \right)$$

여기서,  $R_s$ : 고정자권선저항,  $R_m$ : 등가철손저항,  $d^s, q^s$ : d-q축 정지좌표계,  $i_{ds}, i_{qs}$ : 고정자 d축, q축 전류,  $L_{ds}$ : 고정자 d축 자기인덕턴스,  $L_{qs}$ : 고정자 q축 자기인덕턴스,  $v_{ds}, v_{qs}$ : 고정자 d축, q축 전압,  $\omega_r$ : 회전자 각속도이다. 간섭성분 추정을 위해 철손을 고려한 전류방정식은 식(2)와 같다.

$$p \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R'}{L_{ds}} & 0 \\ 0 & -\frac{R'}{L_{qs}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{ds}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{qs}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (2)$$

그러나,  $d-q$ 축 전압방정식에서  $d$ 축 및  $q$ 축이 각각 속도에 비례하는 간섭항을 가지고 있다. 전동기 기저속도에서는 간섭이 응답에 미치는 영향이 미미하지만 기저속도 이상의 고속 운전시에는 간섭영향이 증가하므로 이런 간섭성분을 보상해야한다. 약계자에 진입하면 자속 분권전류의 크기는 속도에 반비례하여 감소하며, 그 변화율은 기기의 시정수에 의존하므로 제어기에서는 그 보다 빠른 속도로 응답하여 적분기가 간섭을 상쇄하게 해야 한다. 위 식(2)를 블록 다이어그램으로 표현하면 그림 1과 같이 나타낼 수 있다.

그림 1에서 식(3)과 같은 전압명령을 선택함으로써 비간섭이 수행된다.

$$V_{ds}^* = \left( K_p + K_i \frac{1}{s} \right) (i_{ds}^* - i_{ds}) - \left( \bar{L}_{qs} - s \frac{R_m}{\omega_r} \right) \omega_r i_{qs} \\ V_{qs}^* = \left( K_p + K_i \frac{1}{s} \right) (i_{qs}^* - i_{qs}) - \left( \bar{L}_{ds} - s \frac{R_m}{\omega_r} \right) \omega_r i_{ds} \quad (3)$$

그러나 실제 문제가 되는 것은  $q$ 축 전류에 의한  $d$ 축 전류의 영향이므로  $d$ 축 전류가 간섭을 받게 되어 간섭항을 제어기에서 피드-포워드 시켜 보상해야한다. 따라서 외란의 간섭보상을 위해 피드-포워드 시켜 간섭을 보상하는 개념은 그림 1과 같은 피드-포워드 비간섭 제어기와 같이 나타낸다.

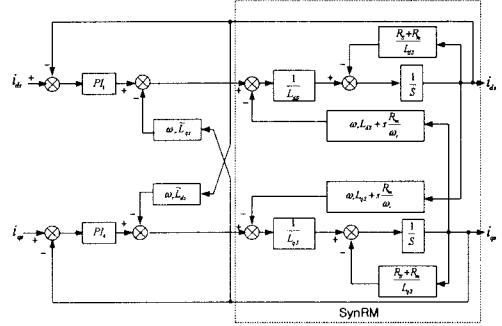


그림 1. 피드-포워드 비간섭 제어기

Fig. 1 Feed-forward controller with decoupling

또한, 식(3)에서  $K_p > 0, K_i > 0$ 은 비례이득과 적분이득을 나타내고,  $\bar{L}_{ds}, \bar{L}_{qs}, \bar{R}_m$ 는 각각  $L_{ds}, L_{qs}, R_m$ 의 계산치를 나타낸다. 만약, 파라미터 오차가 존재한다면 보상오차를 일으키게 된다. 불일치 오차는 고속 영역에서 제어에 미치는 영향이 크기 때문에 이것이 전통적인 비간섭 제어기의 큰 단점이므로 파라미터 오차 최소화를 위한 전달함수를 구하면 식(4)와 같다.

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} G_{dd} & G_{qd} \\ G_{dq} & G_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$G_{dd} = \frac{PI_1}{sL_{ds} + R_s + R_m} \left( 1 + \frac{PI_4}{sL_{qs} + R_s + R_m} \right)$$

$$G_{dq} = \frac{PI_4 \omega_r (L_{qs} - \bar{L}_{dq})}{(sL_{ds} + R_s + R_m)(sL_{qs} + R_s + R_m)}$$

$$G_{qd} = -\frac{PI_1 \omega_r (L_{ds} - \bar{L}_{qd})}{(sL_{ds} + R_s + R_m)(sL_{qs} + R_s + R_m)}$$

$$G_{qq} = \frac{PI_4}{sL_{qs} + R_s + R_m} \left( 1 + \frac{PI_1}{sL_{ds} + R_s + R_m} \right)$$

정밀한 비간섭 제어를 위해서  $G_{dq}/\Delta$  및  $G_{qd}/\Delta$ 가 0으로 접근하는 동안,  $G_{dd}/\Delta$ 가 1로 접근하는 것이 바람직하다. 식(4)에서 파라미터 오차가 없다면  $G_{dd}, G_{qq}$ 는 0이 되나, 파라미터 오차가 존재하면 간섭오차가 잔류하며 피드-포워드 비간섭 제어방식에서도 특히, 고속영역에서 기기 파라미터 오차 불일치에 따른 영향이 상당하므로 이런 영향의 최소화를 위해 비간섭 제어기 개선을 위한 노력이 필요하다.

### III. 개선된 피드-포워드 비간섭 제어기 설계

외란 간섭 보상효과가 좋은 피드-포워드 보상방식을 적용하더라도 전동기의 파라미터 오차가 존재하고, 고속운전에서는 매우 민감하게 동작하기 때문에 이러한 문제점을 보다 개선하기 위해 직렬보상기로 사용된 기존의 2개의 PI 제어기를 4개의 PI제어기로 구성한 비간섭 피드-포워드 제어기가 고려되었다. 개선된 제어기의 블록 다이어그램은 그림 2와 같다.

그림 2에서 기존 PI 제어기의  $d-q$ 축 PI 제어기로  $PI_1, PI_4$ 가 각각 사용되었고, 간섭항 제거를 위한 두

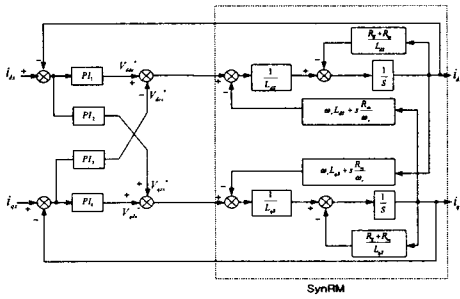


그림 2. 개선된 피드-포워드 비간섭 제어기  
Fig. 2 Improved Decoupling Feed-forward Controller

개의 추가적인 PI 제어기  $PI_2, PI_3$ 가 비간섭 제어용으로 사용되었다.

$PI_1$ 와  $PI_4$ 는 동일하게 설계되었다고 가정하여 이후  $PI_1$ 으로 표기 한다. 그림 2로부터 전류벡터방정식은 식(5)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{Z} \begin{bmatrix} \overline{G}_{dd} & \overline{G}_{dq} \\ \overline{G}_{qd} & \overline{G}_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{\left(PI_1 + \frac{1}{E_d}\right)\left(PI_1 + \frac{1}{E_q}\right) + (PI_2 + \omega_r L_{ds})(PI_3 + \omega_r L_{qs})}$$

$$\overline{G}_{dd} = PI_1^2 + PI_2 PI_3 + \omega_r L_{\alpha} PI_2 + \frac{PI_1}{E_q}$$

$$\overline{G}_{dq} = PI_1^2 + PI_2 PI_3 + \omega_r L_{ds} PI_3 + \frac{PI_1}{E_d}$$

$$\overline{G}_{qd} = \omega_r L_{\alpha} PI_1 - \frac{PI_3}{E_q}$$

$$\overline{G}_{qq} = -\omega_r L_{ds} PI_1 + \frac{PI_3}{E_d}$$

파라미터 오차항  $\overline{G}_{dq}$ 와  $\overline{G}_{qd}$ 를 제거하기 위해서,  $PI_2, PI_3$ 는 식 (6)와 같이 정리하였다.

$$PI_2 = \frac{\omega_r L_{ds}}{sL_{ds} + R_s + R_m} PI_1 \quad PI_3 = \frac{\omega_r L_{qs}}{sL_{qs} + R_s + R_m} PI_1 \quad (6)$$

계산된 파라미터  $L_{ds}, L_{qs}, R_m$ 은  $L_{ds}, L_{qs}, R_m$ 을 사용할 것이다. 따라서, 간섭 전달함수  $\overline{G}_{dq}, \overline{G}_{qd}$  그 자체는 파라미터 불일치가 있는 곳에서는 0 이 되지 않는다. 그러나 파라미터 오차를 줄이기 위해 PI 제어기가 그림 2와 같이 사용된다면 제어의 정확도는 높일 수 있으나 계산의 복잡성으로 인해 실시간 계산을 통한 제어 부담으로 작용한다. 직렬보상기로 사용된 4개의 PI제어기는 제어의 간략화와 계산의 단순화를 위해 보다 간략화 할 필요가 있으므로 본 연구에서는 식(6)를 이용하여 그림 3과 같이 간략화된 PI형 비간섭 피드-포워드 제어기가 제안되었다.

명령 전압  $V_{ds}^*$ 와  $V_{qs}^*$ 는 식(7)과 같으며, 비간섭을 위한 보상전압  $V_{dcs}^*$ 와  $V_{qcs}^*$ 는 식(8)에 의해 계산된다.

$$V_{ds}^* = PI_1(i_{ds}^* - i_{ds}), \quad V_{qs}^* = PI_1(i_{qs}^* - i_{qs}) \quad (7)$$

$$V_{dcs}^* = \frac{\omega_r L_{ds}}{R_s + R_m + sL_{ds}} V_{qs}^*$$

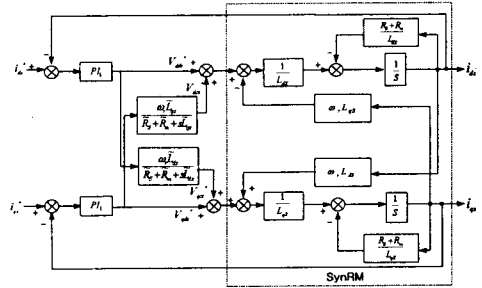


그림 3. 간략화된 피드-포워드 비간섭 제어기 블록도  
Fig. 3 Simplified Feed-forward Decoupling Controller

$$V_{qcs}^* = \frac{\omega_r L_{ds}}{R_s + R_m + sL_{ds}} V_{ds}^* \quad (8)$$

#### IV. 결과 고찰

본 절에서는 내부 변수로 작용하는 자기포화 및 철손을 고려한 전동기의 속도 제어를 위해 비간섭 피드-포워드 속도제어기와 이를 개선한 개선된 비간섭 피드-포워드 속도제어를 가지고 가변 속도 지령에 대한 응답 특성을 비교하였다.

그림 4(a)는 비간섭 피드-포워드 속도 제어기를 사용한 속도 지령 파형과 이에 대한 응답 특성을 보이고 있으며, 그림 4(b)는 개선된 비간섭 피드-포워드 속도 제어기의 속도 지령 파형과 응답 속도 파형을 나타내고 있다. 각 제어기의 일부 구간을 확대한 파형으로 살펴보면, 속도지령파형에 대한 응답파형 오차속도가 비간섭 피드-포워드 속도 제어기를 사용하는 경우 100[rpm]의 오버슈트가 존재하여 지령 속도 3600[rpm]에 대하여 2.78[%]의 속도 오차 범위를 가지게 된다. 그러나, 개선된 비간섭 피드-포워드 속도 제어기를 사용하면 26[rpm]의 오버슈트에 그치게 되어 지령 속도에 대하여 0.72[%]의 속도 오차 범위를 유지하게 되어 비간섭 피드-포워드 속도 제어기에 비해 약 2[%]의 오차 범위의 안정성을 확보할 수 있다. 시뮬레이션에서 사용한 각속도는 SynRM이 동기 전동기로 축이 일치한다고 가정하고 수행 하였다.

그림 5(a)는 비간섭 피드-포워드 속도 제어기의 출력 전류인  $i_d, i_q$ 값으로 좌측은  $i_d$ 를, 우측은  $i_q$ 를 나타내고 있다. 그림 5(b)는 개선된 비간섭 피드-포워드 속도 제어기의 출력 전류인  $i_d, i_q$ 를 나타내고 있다.

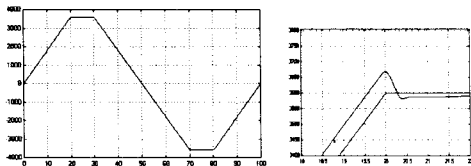
SynRM의 속도 제어기 특성을 확인하기 위해 +/-3600[rpm]의 가변속도에 대해 비간섭 피드-포워드 속도 제어기와 개선된 비간섭 피드-포워드 속도 제어기의 속도 응답에 대하여 실험을 행하였다.

그림 6은 비간섭 피드-포워드 속도 제어기와 개선된 비간섭 피드-포워드 속도 제어기 각각에 +/-3600[rpm]의 가변 속도를 인가한 속도 지령파형과 이에 대하여 전동기 속도 응답파형을 나타내고 있다.

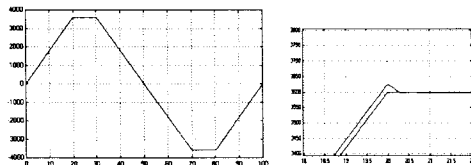
## V. 결론

본 연구에서는 회전자가 단일구조를 갖는 돌극형 SynRM의 고속제어시 고정자 포화 및 철손을 고려한 수학적 모델링을 통해 SynRM의 고정자 자기포화와 철손이 벡터 제어동안 전동기의 고속도 영역에서 d-q 축간의 상호 간섭으로 인해 제어기에 직접적인 영향을 미치고 있다는 것이 고찰되었다. 또한 4개의 PI제어기를 이용한 개선된 비간섭 피드-포워드 제어기는 제어의 정확도는 높일 수 있으나 계산의 복잡성으로 인해 실시간 계산에 대한 부담이 작용하므로 제어의 단순화를 위해 1개의 PI 제어기와 2개의 간섭 보상항만을 이용해 실시간 제어에 빠른 응답특성을 갖도록 개선된 비간섭 피드-포워드 제어기로 구현되었다.

자기포화와 철손을 고려한 속도 지령에 대한 속도 응답 시뮬레이션 및 실험결과는 정상상태에 도달하는 시간이 이를 고려하지 않을 때 보다 늦게 도달함을 알 수 있었다. 이러한 결과는 전동기 해석 및 제어에 있어 내부간섭에 의한 외란이 속도 및 토크에 영향을 미치고 있다는 것을 확인하였고, 개선한 비간섭 제어를 이용한 시뮬레이션 및 실험결과는 기존 비간섭 피드-포워드 제어기 보다 과도상태 및 부하 가감시에 속도의 오차가 20%이하로 감소하였고, 안정된 전류응답 특성을 확인함으로써 본 논문에서 제안한 개선된 비간섭 피드-포워드 속도 제어기 설계가 기존 비간섭 피드-포워드 속도 제어기 보다 제어특성이 우수함을 입증하였다.

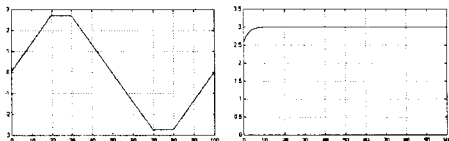


(a) 비간섭 Feed-Forward 속도 제어기

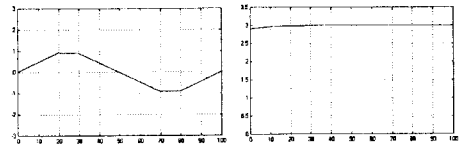


(b) 개선된 비간섭 Feed-Forward 속도 제어기

그림 4. 지령속도( $\omega^*$ ) 및 응답속도( $\omega$ ) 파형  
Fig. 4 Command and Response Velocity Waveform



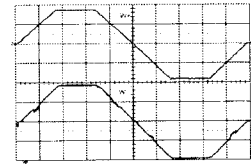
(a) 비간섭 Feed-Forward 속도 제어기



(b) 개선된 비간섭 Feed-Forward 속도 제어기

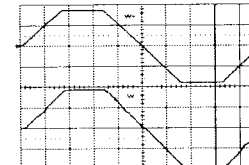
그림 5. 고정자 d, q축 전류 파형

Fig. 5 Current Waveform of Stator d, q Axis



2000[rpm/div], 10[sec/div]

a. 비간섭 Feed-Forward 속도 제어기



2000[rpm/div], 10[sec/div]

b. 개선된 비간섭 Feed-Forward 속도 제어기

그림 6. 측정된 속도 지령 및 응답 파형

Fig. 6 Measured Waveform of Command Velocity and Response

본 논문은 산업자원부의 출연금 등으로 수행한 지역전략산업 석박사 연구인력 양성사업의 연구결과입니다.

## 참고문헌

- [1] T.Rowan,"Analysis of Naturally Sampled Current Regulated Pulse-width Modulated Inverters", Ph.D.Thesis, University of Wisconsin, 1985
- [2] C.D.Schauder and R.Caddy,"Current Control of Voltage-source Inverters for Fast Four-quadrant Drive Performance", IEEE Trans .Ind. Appl., Vol.IA-18, No. 2, pp163-171, 1982, March/April
- [3] H.Nagase, Y.Matsusa, K.Ohnishi, H.Ninomiya and T.Koike,"High-performance Induction Motor Drive System Using a PWM Inverter", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.IA-20, No 6, pp1482-1489, 1984, Nov/Dec.
- [4] R.D.Rorenz and D.B.Lawson,"Performance of Feed-forward Current Regulators for Field-oriented Induction Machine Controllers," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-23, No 4, pp597-602, 1987, July/Aug.
- [5] J.Holtz and S.Stadtfield,"A Predictive Controller for the Stator Current Vector of AC Machines Fed from a Switched Voltage Source",Int Power Electronics Special Conf., Tokyo, March 27-31, pp1665-1675, 1983